DOI： 文章编号： 中图分类号：TM 712 文献标识码：A

变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价间的矛盾三角关系

艾力西尔·亚尔买买提[1]，辛焕海[1]，黄林彬[1]，付强[2]，鞠平[1]，殷波[3]，张利东[4]

(1. 浙江大学电气工程学院，浙江省 杭州市 310027；
2. 四川大学电气工程学院，四川省 成都市 610044；
3. 中国大唐集团科技创新有限公司，石家庄 050802；
4. 南方电网科学研究院有限责任公司，广东省广州市 510663)

Trade-off Triangle of Tracking Performance, Anti-interference Performance, and Economic Cost of Grid-Connected Converters

YAERMAIMAITI Ailixier[1], XIN Huanhai[1], HUANG Linbin[1], FU Qiang[2], JU Ping[1], YIN Bo[3], ZHANG Lidong[4]

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China
2. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610044, China
3. China Datang Innovation Corporation Ltd., Shijiazhuang 050802, China
4. Electric Power Research Institute of China Southern Power Grid Company Limited, Guangzhou 510663, China)

ABSTRACT: Enhancing the rapid dynamic response and active support capabilities of converters is an urgent need to ensure the safe and stable operation of the new-type power system. This paper investigates the variation patterns and influencing factors of converter dynamic performance from the perspective of the system's open-loop zeros. Based on the " water bed effect," the mutual restriction relationship between the tracking performance and the anti-interference performance of the converter is demonstrated, showing that improving one (either tracking or anti-interference) in a single converter inevitably deteriorates the other. Furthermore, the pursuit of extreme tracking performance or anti-interference performance leads to a nonlinear increase in economic costs, significantly compromising the financial feasibility of converters. Consequently, a conflicting triangular relationship exists among tracking performance, anti-interference performance, and economic costs. The grid-following(GFL) /grid-forming(GFM) control mode of a single converter struggles to balance tracking performance, anti-interference performance, and economic costs. Therefore, it is an economical and feasible scheme to explore the coordination mechanism between the GFL and GFM of multiple converters.

KEY WORDS: converter; waterbed effect; tracking performance; anti-interference performance; economic cost

摘要：提升变流器快速动态响应与主动支撑能力是保障新型电力系统安全稳定的迫切需求。本文从系统的开环零点角度研究了变流动态性能的变化规律及其影响因素，基于“水床效应”论证了变流器跟踪性能和抗扰性能的相互制约关系，发现同一变流器中跟踪性能（或抗扰性能）的提升会恶化另一种性能。此外，追求极致的跟踪性能或抗扰性能将导致经济成本非线性增长，严重降低变流器经济性。因此，变流器跟踪性能-抗扰性能-经济成本间存在相互制约的矛盾三角关系，单一跟网/构网控制模式的新能源并网变流器难以兼顾跟踪性能、抗扰性能和经济性，因此发掘多个跟网/构网变流器的协调机制，是实现新型电力系统高效和稳定运行的最优经济性方案。

关键词：变流器；水床效应；跟踪性能；抗扰性能；经济性

0 引言

发展风光等新能源是实现我国“双碳”战略目标的必要举措[1]。随着新能源的大量接入，电力系统正逐渐向具有高比例新能源与高比例电力电子装备的新型电力系统演进[2]。并网变流器是新能源电力系统的核心装备，主要控制方式分两种：跟网型(grid-following, GFL)控制和构网型(grid-forming，GFM)控制[3]。GFL变流器具有并网电能质量高和功率调节速度快的优势，跟踪性能好[4]，而GFM变流器能够提供电压幅值/频率支撑，在电网故障等扰动下能够支撑母线电压并抵抗偏移和抵抗失稳，具有较好的抗扰性能 [5]。其中：（1）跟踪性能指系统响应指令的快速性和准确性[6]。（2）抗扰性能指系统在外界扰动作用下其稳态运行点抵抗偏移的能力[7]。

在低短路比弱电网条件下，并网变流器的动态性能下降（如跟踪性能和抗扰性能），易引发振荡失稳问题。为此，学术界提出了一些动态性能量化方法和提升策略，以改善变流器在弱电网下的稳定性。

在跟踪性能方面，文献[8]中发现提高锁相环的控制带宽能够显著提升系统的响应速度，然而文献[9]指出锁相环的带宽设置越高，变流器在外界扰动作用下抵抗偏移和抵抗失稳的能力下降。文献[10]阐述了新能源并网系统可能存在的开环右半平面(Right-half-plain , RHP)零点问题，其导致的相位滞

后限制了控制器的闭环控制带宽极限，进而影响其跟踪性能。在此基础上，文献[11]揭示了低短路比电网和系统开环零点的联系，文献[12]分析了系统关键参数对右半平面零点的影响并优化控制参数以提升变流器的跟踪性能。此外，变流器的响应速度太慢也会恶化系统的稳定性，文献[10]指出并网系统可能存在的 RHP 极点问题，导致控制器需要满足一定的跟踪性能才能保证闭环系统的稳定性。

在抗扰性能方面，文献[13]分析了各类稳定判据量化的稳定裕度是否满足抗扰性能要求，并据此优化变流器控制参数。文献[14]采用 H_∞最优控制理论设计变流器的控制结构与控制参数，提高了变流器对电网不确定工况的适应性。文献[15]提出根据电网阻抗自适应调节 PLL 带宽的方法，从而改善了并网变流器在弱电网下的抗扰性能。文献[16]指出 GFM 变流器端口电压在电流扰动下抗扰性能较好，然而，这类控制方法将一定程度上降低变流器的跟踪性能，使得系统如阶跃响应上升时间、调节时间等指标皆出现明显增加。例如，GFM 变流器的有功功率控制速度随短路比的降低而降低，在极弱电网下，其有功功率调节时间甚至长达数秒，难以满足可再生能源发电的快速 MPPT 控制要求[17]。此外，GFM 变流器一般需要数倍的强过载能力设计，经济成本相对较高[18]。

综上所述，优化变流器的控制参数和结构均可以改善变流器的动态性能，进而提升系统的稳定性。然而在选择不同的控制优化策略时，变流器动态性能的提升效果存在差异，例如 GFL 变流器在强电网下能够满足电网的快速动态响应需求，但在弱电网下抗扰性能不足，易引发锁相环主导的小干扰稳定问题。GFM 变流器虽然在弱电网下抗扰性能较好，但其较慢的功率调节速度和较高的经济成本是需要考虑的制约因素。

为了厘清 GFM/GFL 变流器上述动态性能差异的原因并给出有效解决措施，需要回答如下问题：

问题 1：变流器的跟踪/抗扰性能是否存在极限？（见第 2，3 章）。

问题 2：提升变流器跟踪/抗扰性能的方法及制约因素是什么？（见第 4 章）。

为回答这些问题，本文从变流器跟踪/抗扰性能的量化指标、提升方法和制约条件等三个方面开展研究，得出变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价三者存在相互制约的矛盾三角关系。主要工作如下：

(1) 利用动态性能指标描述变流器的跟踪/抗扰性能，并提出变流器跟踪/抗扰性能极限的量化方法，以及阐述跟踪/抗扰性能极限与系统稳定性的联系。

(2) 分析不同控制结构和运行场景对变流器跟踪/抗扰性能极限的影响，并提出跟踪/抗扰性能的提升措施。

(3) 从小干扰动态特性角度设计控制，讨论跟踪性能-抗扰性能-经济代价间存在相互制约的矛盾三角关系。

1 变流器动态性能分析模型

变流器的控制结构如图 1 所示，$\boldsymbol{E}_{abc}$、$\boldsymbol{U}_{abc}$和 $\boldsymbol{V}_{abc}$分别为无穷大电网、并网公共连接点和 VSC 输出端口三相电压；$\boldsymbol{I}_{abc}$ 为流过滤波电感的三相电流；P_{ac}, Q_{ac} 为变流器向电网输出的有功功率和无功功率；L_f、C_f 和 L_g 为滤波电感、滤波电容和线路电感；下标 d、q 表示电气量在 dq 旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴分量。

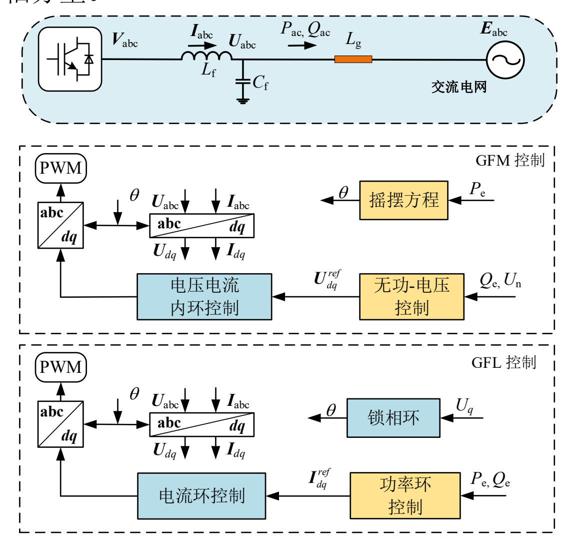
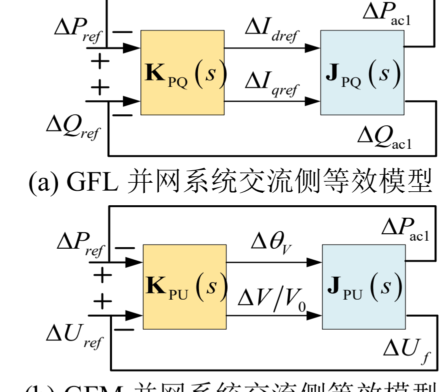


图 1 变流器并网系统拓扑及控制框图

Fig. 1 Diagram of the grid-connected converter

本文将变流器的外环控制与系统其余环节分割从而建立系统的动态模型。GFL 和 GFM 外环控制环节的传递函数矩阵分别为 $\mathbf{K}_{PQ}(s)$和 $\mathbf{K}_{PU}(s)$，被控对象的传递函数矩阵分别为 $\mathbf{J}_{PQ}(s)$和 $\mathbf{J}_{PU}(s)$，基于雅可比矩阵建模的 GFL/GFM 变流器等效模型如图 2。



(a) GFL 并网系统交流侧等效模型

(b) GFM 并网系统交流侧等效模型

图 2 并网系统等效模型

Fig. 2 Equivalent model of grid-connected system

GFL 变流器的控制环节由锁相环、内环和功率

外环组成，建立 GFL 并网系统的动态模型为

$$\begin{bmatrix}\Delta i_d^{\mathrm{ref}}\\ \Delta i_q^{\mathrm{ref}}\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}G_{\mathrm{P}}(s) & 0\\ 0 & G_{\mathrm{Q}}(s)\end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{\mathrm{PQ}}(s)}\begin{bmatrix}\Delta P_{\mathrm{ac1}}\\ \Delta Q_{\mathrm{ac1}}\end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta P_{\mathrm{ac1}}\\ \Delta Q_{\mathrm{ac1}}\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}J_{\mathrm{PI}_d}(s) J_{\mathrm{PI}_q}(s)\\ J_{\mathrm{QI}_d}(s) J_{\mathrm{QI}_q}(s)\end{bmatrix}}_{\mathbf{J}_{\mathrm{PQ}}(s)}\begin{bmatrix}\Delta i_d^{\mathrm{ref}}\\ \Delta i_q^{\mathrm{ref}}\end{bmatrix} \tag{2}$$

式中，$\mathbf{K}_{\mathrm{PQ}}(s)$为功率外环传递函数矩阵，$\mathbf{J}_{\mathrm{PQ}}(s)$为受控对象的雅可比矩阵，本文简称 PQ 受控矩阵，具体推导及表达参考附录 A。

GFM 变流器的控制由功率环，内环和电压外环组成，建立 GFM 并网系统的动态模型为

$$\begin{bmatrix}\Delta\theta_{\mathrm{V0}}\\ \dfrac{\Delta V_0}{V_0}\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}G_{\mathrm{P}}(s) & 0\\ 0 & G_{\mathrm{U}}(s)\end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_{\mathrm{PU}}(s)}\begin{bmatrix}\Delta P_{\mathrm{ac1}}\\ \Delta U\end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta P_{\mathrm{ac1}}\\ \Delta U\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}J_{\mathrm{P}\theta}(s) J_{\mathrm{PV}}(s)\\ J_{\mathrm{U}\theta}(s) J_{\mathrm{UV}}(s)\end{bmatrix}}_{\mathbf{J}_{\mathrm{PU}}(s)}\begin{bmatrix}\Delta\theta_{\mathrm{V0}}\\ \dfrac{\Delta V_0}{V_0}\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中，U 为母线交流电压，V_0 和 θ_{V0} 分别为变流器输出端口的电压幅值和相角；$\mathbf{K}_{\mathrm{PU}}(s)$为功率环和同步环动态构成的传递函数矩阵，$\mathbf{J}_{\mathrm{PU}}(s)$ 为受控对象的雅可比矩阵，本文简称 PU 受控矩阵，具体变量解释见文献[10]。

2　变流器的跟踪/抗扰性能的描述与量化

基于建立的动态分析模型，本节提出研究变流器跟踪/抗扰性能的定量化分析方法。首先 2.1 节提出基于闭环系统动态性能指标的变流器跟踪/抗扰性能描述方法。其次，2.2 节提出变流器跟踪/抗扰性能极限的量化方法，回答在控制优化时变流器的跟踪/抗扰性能是否存在极限以及如何量化的问题。

2.1　变流器跟踪/抗扰性能的描述方法

2.1.1　变流器的跟踪性能描述

系统的闭环控制带宽可以反映跟踪性能，对于基准二阶以及频率特性接近基准二阶的系统，带宽越高，系统响应的上升时间也会更短[15]，跟踪性能越好。本文采用的建模方式下，变流器并网系统的频率特性满足这一条件。

系统的闭环控制带宽频率定义为[6]：$|S(j\omega)|$自下而上穿越-3dB 的频率，其中 $S(j\omega)$为系统灵敏度函数，具体为

$$S(j\omega)=\left(I+G(j\omega)K(j\omega)\right)^{-1} \tag{5}$$

式中，$G(j\omega)$和 $K(j\omega)$分别为被控对象和控制器的频响函数。

由式(5)所示灵敏度函数确定系统的闭环控制带宽，进而量化变流器的跟踪性能。需要说明的是，对于高维系统，通常使用简化的模型或逐个输入输出通道分析来确定闭环带宽，系统的总体性能是由最慢（带宽最低）通道的性能来决定。

例如，设置变流器有功外环的控制带宽为 0.7Hz，7Hz (有功功率外环为前馈通道，其余环节为反馈通道构建传递函数)，系统阶跃响应如图 3，上升时间分别为 t_{r1}=0.03s、t_{r2}=0.3s，发现随着控制带宽降低，输出功率需要更长的时间才能达到指令值，变流器的跟踪性能变差。

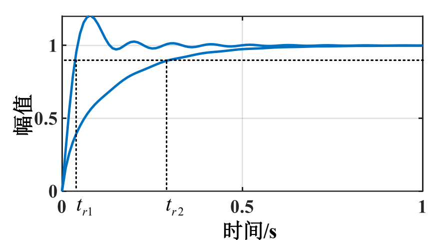


图 3　不同外环控制带宽下系统阶跃响应

Fig3. System step response under different outer loop control bandwidths

2.1.2　变流器的抗扰性能描述

由式(5)所示灵敏度函数的峰值量化变流器的抗扰性能，具体为

$$M_{\mathrm{s}}=\max_{\forall\omega}\left|S(j\omega)\right| \tag{6}$$

M_{s} 是衡量最严重情况下系统性能变差程度的指标，其数值越大说明受到外界扰动时，系统响应幅值越剧烈，其抗扰性能越差[6]。

例如，在考虑不确定性扰动 d 时，单自由度反馈控制系统中控制误差 e（系统实际输出与指令值的偏差）可以表示为

$$e=y-r=-Sr+Sd \tag{7}$$

式中，y 表示系统的实际输出值，r 表示输出量的参考值。

由式(6)-(7)可知灵敏度函数的峰值越大，说明在外界扰动下系统的输出与指令值的偏差越大，因此系统的抗扰性能越差。

2.2　变流器跟踪/抗扰性能极限的量化方法

2.2.1　变流器的跟踪性能极限量化

变流器的闭环控制带宽越高，其跟踪性能越好，因此量化变流器跟踪性能极限的关键是确定其闭环控制带宽的上限。

不失一般性，当变流器的稳态跟踪误差为 0，为了闭环系统的稳定性，$G(s)$的 RHP 零点和闭环控制带宽必须满足[6]

$$\omega_{\mathrm{B}}<|z| \tag{8}$$

式中，$|\cdot|$表示取模值。

由式(8)可知变流器的闭环控制带宽不能大于 $G(s)$的 RHP 零点$|z|$。因此，变流器的闭环控制带宽

上限由受控对象的 RHP 零点约束。

其中，式(2)和式(4)所示的 PQ/PU 受控矩阵的 RHP 零点由其行列式计算[10]，并满足

$$\det\left(\mathbf{J}_{\mathrm{PQ/PU}}\right)=0 \tag{9}$$

式中，det(·)表示矩阵的行列式。

基于式(9)获得 PQ/PU 受控矩阵的零点：

$$\text{PU 矩阵：}\quad z_{1,2}=\pm\omega_0\sqrt{\frac{E_0\cos\theta_{\mathrm{U0}}}{U_0-E_0\cos\theta_{\mathrm{U0}}}} \tag{10}$$

$$\text{PQ 矩阵：}\quad z_{1,2}=\pm\omega_0\sqrt{\frac{2E_0U_0\cos\theta_{\mathrm{U0}}-E_0^2}{E_0^2+U_0^2-2E_0U_0\cos\theta_{\mathrm{U0}}}} \tag{11}$$

式中，U_0 和 θ_{U0} 分别为交流母线的电压幅值和相角。

结合附录 A，采用相同无功外环控制时，GFM 和 GFL 所接入开环系统的 RHP 零点完全等价，均可以由式(10)和式(11)获得。

此外，在 GFL 并网系统中，变流器外环通常采用直流电压/功率控制，而直流电压由直流母线的输入功率和变流器输出的有功功率决定，具体为

$$V_{\mathrm{dc}}C_{\mathrm{dc}}\frac{dV_{\mathrm{dc}}}{dt}=P_{\mathrm{r}}-P_{\mathrm{e}} \tag{12}$$

因此，当采用直流电压外环和无功功率外环控制时，受控对象矩阵实际上仍等价于 PQ 受控矩阵。

2.2.2 变流器的抗扰性能极限量化

闭环系统的灵敏度函数峰值 M_{s} 越低，表征的变流器抗扰性能越好，因此用 M_{s} 的最小值量化变流器的抗扰性能极限。

图 4 给出了闭环系统灵敏度函数的频率特性曲线，根据水床定理[6]，灵敏度函数衰减的面积（橙色）等于其增长的面积（蓝色）。因此，带宽的增加（S 在更大的频率范围内小于 1）必定以更大的 M_{s} 作为代价。换句话说，降低灵敏度函数的最大峰值 M_{s} 需要降低控制带宽 ω_{B}，即灵敏度函数的最小值可以通过闭环系统的最小控制带宽确定。

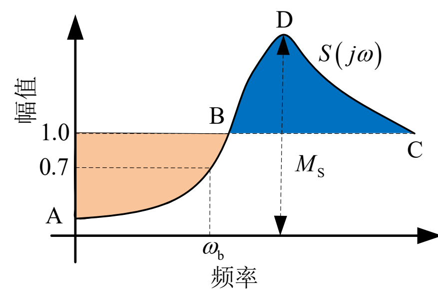


图 4 灵敏度函数频率特性曲线

Fig4. Sensitivity function frequency characteristic curve

为了闭环系统的稳定，开环系统传递函数 $G(s)$ 的 RHP 极点 p 和闭环控制带宽必须满足[6]

$$\omega_{\mathrm{B}}>|p| \tag{13}$$

由式(13)可知变流器的闭环控制带宽不能小于 $G(s)$ 的 RHP 极点 p。因此，变流器的闭环控制带宽下限由受控对象的 RHP 极点约束。

2.2.3 变流器的跟踪/抗扰性能与稳定性的联系

系统的动态性能可以利用权函数定义和量化[6]，例如，考虑性能权函数[6]

$$\omega_{\mathrm{s}}(s)=\frac{sM_{\mathrm{s}}^{-1}+\omega_{\mathrm{B}}}{s+\omega_{\mathrm{B}}A} \tag{14}$$

式中，ω_{B} 为控制带宽，A 为稳态跟踪误差。

为了满足所要求的动态性能指标 M_{s} 和 ω_{B}，在 $G(s)$ 的每个 RHP 零点 z 处，权函数必须满足[6]

$$\left|\omega_{\mathrm{s}}(z)\right|<1 \tag{15}$$

将式(14)代入式(15)可得

$$\omega_{\mathrm{B}}<|z|\frac{1-1/M_s}{1-A} \tag{16}$$

由(16)可知，如果要求变流器的稳态跟踪误差 A=0，则当控制带宽接近甚至超过 RHP 零点 z，灵敏度函数的峰值 M_{s} 将趋于无穷大，变流器的抗扰性能很差甚至难以稳定运行，此时需要降低控制带宽提升抗扰性能。因此，针对具有 RHP 零点的对象，提升变流器的抗扰性能可以提升系统的稳定性。

由式(13)可知，变流器的控制带宽不能小于受控对象的 RHP 极点 p，否则系统将难以被镇定，系统在控制器有时间反应之前就可能进入不稳定状态。为了提升系统的稳定性，则需要提升变流器的跟踪性能。因此，针对具有 RHP 极点的对象，提升变流器的跟踪性能可以提升系统的稳定性。

结合以上分析，提升变流器的跟踪/抗扰性能均可以提升稳定性，然而由图 4 可知，水床定理导致跟踪性能和抗扰性能相互制约，变流器的跟踪/抗扰性能不能同时提升。此外，跟踪/抗扰性能的提升均会导致经济成本的增长。为此，需要厘清变流器跟踪/抗扰性能的量化方法和提升措施。下文将分析变流器动态性能极限的影响因素，探讨不同控制结构和运行场景下变流器的跟踪/抗扰性能极限。

3 变流器跟踪/抗扰性能极限分析

3.1 变流器跟踪性能极限的影响因素分析

由式(10)-(11)可知，并网点电压和无穷大母线间电压共同决定开环系统的 RHP 零点，进而影响变流器的跟踪性能极限。针对 GFL 和 GFM 两种变流器，并网点电压和无穷大母线电压相角差和幅值比与开环系统 RHP 零点的关系如图 5 所示[10]。随着电压相角差的增大或者幅值比的降低，开环系统的 RHP 零点逐渐向虚轴边界移动，变流器的跟踪性能极限下降。

开环系统的 RHP 零点还能由交流系统参数和

变流器输出电气量表示，将式(10)-(11)转化为

$$\text{PU 矩阵：}\quad z_{1,2}=\pm\omega_0\sqrt{\frac{U_0^2B}{Q_{ac}}-1} \tag{17}$$

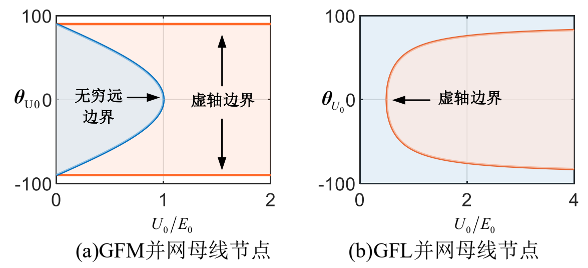
$$\text{PQ 矩阵：}\quad z_{1,2}=\pm\omega_0\sqrt{\left(\frac{U_0^2B}{S_{ac}}\right)^2-1} \tag{18}$$

式中，$B=1/\omega_0L_g$，S_{ac} 为变流器视在功率。

由式(17)-(18)可知，线路电感 L_g 越小，开环系统的 RHP 零点离虚轴越远，接入变流器的跟踪性能极限也就越高。此外，对于 GFM 变流器，其跟踪性能极限的主要影响因素是变流器输出的无功功率，而 GFL 变流器的跟踪性能极限则由其输出的视在功率限制。在实际应用时，可以利用阻抗扫频结果获取从汇流母线看进去的等值阻抗[19]，再利用式(17)-(18)量化变流器在该并网点的跟踪性能上限并指导控制优化。

首先分析线路电感对变流器跟踪性能的影响，图 6(a)给出了线路电感 L_g 由 0.4pu 变化至 0.5pu(系统短路比[7]由 2.5 变化 2.0)时 GFM/GFL 变流器所接入开环系统的 RHP 零点，系统参数见附录 B 表 B1。发现随着短路比的降低，电压相角差 θ_{U0} 逐渐增大，开环系统的 RHP 零点逐渐向虚轴移动，变流器的跟踪性能极限下降。

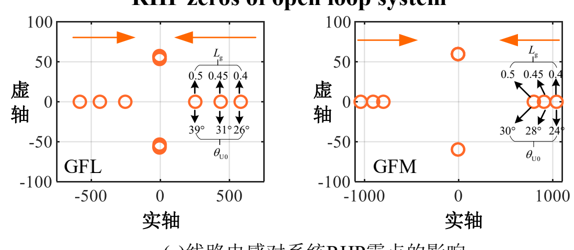
进一步，考虑运行工况对开环系统 RHP 零点的影响，L_g=0.4pu（短路比为 2.5）。将变流器输出有功电流 I_0 从 0.9pu 增加至 1.0pu，开环系统的 RHP 零点如图 6（b）所示。随着输出有功电流的增加，电压相角差 θ_{U0} 逐渐增大，开环系统的 RHP 零点逐渐向虚轴移动，变流器的跟踪性能极限下降。



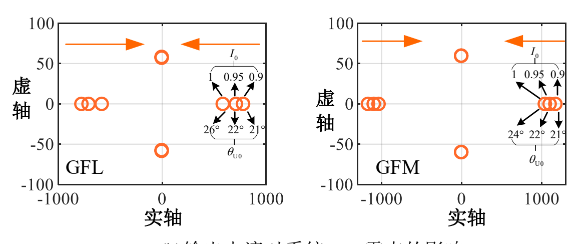
(a)GFM并网母线节点　(b)GFL并网母线节点

图 5 电压幅值/相角与开环系统 RHP 零点的关系

Fig5 The relationship between voltage amplitude/phase and RHP zeros of open loop system



(a)线路电感对系统RHP零点的影响



(b)输出电流对系统RHP零点的影响

图 6 开环系统 RHP 零点的影响因素

Fig6 Influencing factors of RHP zeros in open loop system

综上所述，开环系统的 RHP 零点受线路电感和变流器的输出功率等因素的影响，这些因素改变了并网点电压和无穷大母线电压间的相角差和幅值比，其数值越大，则开环系统的 RHP 零点越接近虚轴，变流器的跟踪性能极限越低。

3.2 GFM/GFL变流器的跟踪性能极限对比

基于上述分析，当线路电感增加（短路比下降），变流器并网系统的跟踪性能极限下降。因此需要厘清 GFL/GFM 变流器的动态性能差异，进而合理选择更优的控制策略以提升变流器的跟踪/抗扰性能。

首先分析不同控制结构下变流器的跟踪性能极限，GFL 变流器的跟踪性能极限可以由开环系统的 RHP 零点获得，RHP 零点的位置则是由式(10)-(11)计算得到，若 RHP 零点离虚轴越远，则对应变流器的跟踪性能极限也就越高。

接下来对比分析 GFL/GFM 受控矩阵的 RHP 零点，式(10)除式(11)并平方为

$$g=\frac{E_0\cos\theta_{U0}}{U_0-E_0\cos\theta_{U0}}\frac{E_0^2+U_0^2-2E_0U_0\cos\theta_{U0}}{2E_0U_0\cos\theta_{U0}-E_0^2} \tag{19}$$

场景 1：并网点电压和无穷大电网电压近似相等

当考虑无穷大电网和并网母线的电压近似相等，即满足 $E_0\approx U_0\approx 1$，各电气量的矢量图如图 7 (a)所示，由静态电压极限可知 $\omega L_gI_0<1$，$\theta_{U0}<60°$，因此$|g|>1$，此时 GFM 变流器的 RHP 零点比 GFL 变流器更远离虚轴，相应跟踪性能的极限也越高。

场景 2：变流器运行在单位功率因数

当 $E_0\neq U_0$，考虑单位功率因数场景，则并网点电压和电流同向，其电气矢量图如图 7 (b)，此时 $U_0=E_0\cos\theta_{U0}$，因此$|g|>1$，GFM 变流器的 RHP 零点比 GFL 变流器更远离虚轴，其跟踪性能极限也越高。场景 3：变流器运行在非单位功率因数

(i) 当电流与电网同向，则 $E_0=U_0\cos\theta_{U0}$，代入式(19)可知

$$g=\frac{\cos^2\theta_{U0}}{1-\cos^2\theta_{U0}}\frac{1-\cos^2\theta_{U0}}{\cos^2\theta_{U0}}=1 \tag{20}$$

(ii) 当电流与电网不同向，式(20)关于角度的偏导为

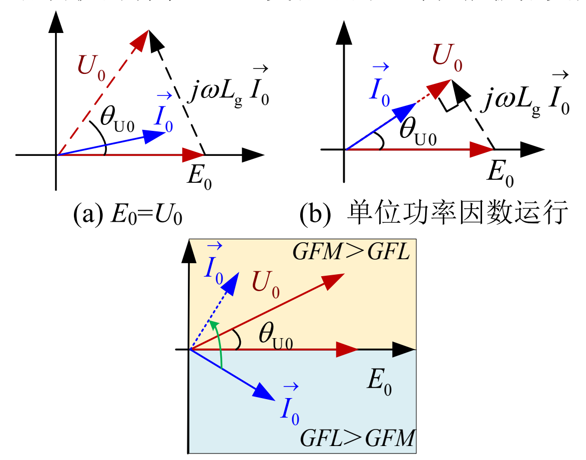
$$\frac{\delta g}{\delta\theta_{U0}}\propto\left(\cos\theta_{U0}-\frac{1}{U_0}\right)^2+\frac{U_0^2-1}{2U_0^2} \tag{21}$$

g 的幅值满足如下关系：

(a) 电流超前电势，|g|>1，即采用 GFM 控制时，开环系统的 RHP 零点比 GFL 控制更远离虚轴。

(b) 电流滞后电势，|g|<1，即采用 GFL 控制时，开环系统的 RHP 零点比 GFM 控制更远离虚轴。

图 7 (c) 给出了运行在不同场景下 GFM/GFL 变流器的 RHP 零点相对关系。在有功电流占优的场景（变流器输出电流相位超前于无穷大电网电势），GFM 变流器的跟踪性能极限更高，而在无功电流占优的场景，GFL 变流器的跟踪性能极限更高。



(a) $E_0=U_0$　　(b) 单位功率因数运行

(c) 电流和电势相角与 RHP 零点的关系

图 7 变流器并网系统电气量关系图

Fig7 Electricity volume relationship diagram of grid-connected system

3.3 变流器抗扰性能极限的影响因素分析

变流器的抗扰性能极限由闭环系统控制带宽的下限决定，而受控对象的 RHP 极点会限制闭环控制带宽的下限，例如当考虑直流传输线路动态[10]，受控对象存在 RHP 极点，若 RHP 极点离虚轴越远，系统的闭环控制带宽下限就越高，变流器的抗扰性能极限也就越差。

此外，即使受控对象通常不存在 RHP 极点，但风电机组中常规功率反馈 MPPT 控制策略的跟踪带宽与风速的变化成正比[21]。因此，由风速和转子等机械环节也会影响 MPPT 所需的最低控制带宽，进而影响变流器的抗扰性能极限。

4 变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价的制约关系

4.1 变流器跟踪性能和抗扰性能的相互制约关系

结合第 3 节的分析，随着线路电感增加（系统短路比的减小），系统的动态性能极限逐渐降低。当并网点电压和无穷大母线电压幅值比降低或者相角差增大时，开环系统的 RHP 零点逐渐向虚轴移动，变流器的跟踪性能极限降低。

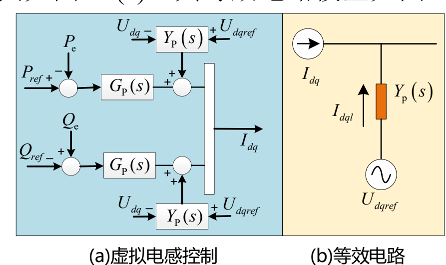
由式(16)，灵敏度函数峰值和控制带宽满足

$$M_s > \frac{1}{1-\omega_B |z|^{-1}(1-A)} \tag{22}$$

可以发现随着控制带宽逐渐逼近开环系统的 RHP 零点，系统的灵敏度函数峰值迅速增长。当变流器的稳态跟踪误差 A=0，即采用无差控制时，如果控制带宽接近甚至超过 RHP 零点 z，灵敏度函数的峰值 M_s 将趋于无穷大，系统将难以稳定运行。虽然当稳态跟踪误差 A 较大时可以一定程度上降低灵敏度函数的最低峰值，但这同时也牺牲了变流器的跟踪性能。例如，采用有差控制且稳态跟踪误差较大，则当受控矩阵的 RHP 零点趋向 0 时，由于 1-A 也趋向 0，变流器也可能稳定运行，然而较大的跟踪误差导致变流器难以准确跟踪指令值。

由式(22)可知，移动 RHP 零点远离虚轴（增大 Z）或者降低闭环控制带宽（减小 ω_B）均有利于变流器的稳定运行。一种思路是选择合适的外环控制结构提升变流器的跟踪性能极限。由图 7 (c)可知，在变流器输出电流超前于电网电势的情况下（此条件也符合实际系统中变流器向电网传输有功的场景），GFM 变流器的 RHP 零点比 GFL 更远离虚轴，然而，受功率半导体器件过载能力的限制，GFM 的经济代价也更高。因此，可以考虑改造 GFL 的外环控制结构来提升其跟踪性能极限。

由附录 A 可知，开环系统的 RHP 零点仅与变流器外环的控制方式有关，因此，如果 GFL 变流器采用电压外环控制，其跟踪性能极限更高。考虑对 GFL 变流器进行附加虚拟电感控制，使 GFL 变流器不仅具有电压源特性。此时开环系统的 RHP 零点远离虚轴，提升了变流器的跟踪性能极限。具体控制框图如图 8 (a)，其等效电路模型如图 8(b)。



(a)虚拟电感控制　　(b)等效电路

图 8 虚拟电感控制及等效电路

Fig8 Virtual inductance control and equivalent circuit

另外一种思路是降低 GFL 变流器的控制带宽，较低的带宽能够在一定程度上降低灵敏度函数的峰值，从而提升变流器的抗扰性能。

具体的，考虑如下 GFL 并网系统案例，参数见附录 B 表 B1，改变锁相环的带宽 f_{PLL}(保持阻尼比 ζ=0.1)，具体为 PLL$_1$: f_{PLL}=10Hz (K_{PLLP}=12 rad/s,

K_{PLLI}=3600 rad/s^2); PLL$_2$: f_{PLL}=20Hz (K_{PLLP}=24 rad/s, K_{PLLI}=14400 rad/s^2)，GFL 并网系统的灵敏度函数如图 9 所示，发现随着带宽的降低灵敏度函数峰值下降，GFL 并网系统的抗扰性能越好。

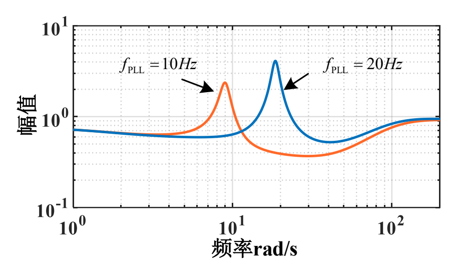


图 9 GFL 并网系统灵敏度函数曲线

Fig9 Sensitivity curve of GFL grid-connected system

定义描述变流器跟踪性能的函数为 $f(x_1)$，描述变流器抗扰性能的函数为 $f(x_2)$，两者满足

$$y_1 = f(x_1) + f(x_2) \tag{23}$$

式中，y_1 是由系统 RHP 极点和 RHP 零点确定的常数值；x_1 是表征跟踪性能的参数指标，如控制带宽；x_2 是与抗扰性能相关的指标，如灵敏度函数的峰值。

由式(23)可知，当 y_1 固定时，跟踪性能函数 $f(x_1)$和抗扰性能函数 $f(x_2)$相互制约，两者不能同时提升。由跟踪性能函数和抗扰性能函数的约束关系可知，当 $f(x_1)$接近极限时，如果继续提升跟踪性能，将导致灵敏度函数的峰值迅速上升，变流器的抗扰性能急剧下降。

结合上述分析，在动态性能方面，水床效应导致变流器的跟踪性能和抗扰性能相互制约，提升跟踪性能后控制器的高带宽导致其抗扰性能降低，变流器的抗扰性能下降，而降低控制带宽难以满足系统的快速响应需求，变流器并网系统的跟踪性能不足，因此变流器的跟踪性能和抗扰性能难以同时兼顾，需要在两者之间找到平衡点。

4.2 变流器跟踪/抗扰性能和经济代价的制约关系

提升变流器的跟踪性能时，除了抗扰性能的制约因素，还存在经济代价方面的制约问题。考虑经济代价和跟踪性能间满足

$$y_2 = g(x_1) \tag{24}$$

式中，y_2 表示考虑跟踪性能的经济代价，x_1 是跟踪性能指标，$g(x_1)$是经济代价关于跟踪性能的函数。

关于经济代价和跟踪性能的函数 $g(x)$，经济代价主要来源于高精度的控制单元。通过增加变流器的控制带宽提升跟踪性能时，不仅需要高精度滤波装置降低系统噪声等干扰，也需要快速开关和高速采样器件以满足快速性需求，经济成本也就越高。

经济代价关于控制带宽的灵敏度满足

$$\frac{\Delta y_2}{\Delta x_1} = g'(x_1) \tag{25}$$

当微增量 Δx_1 为正时，$g'(x_1)>0$，且随着控制带宽的不断提高，设备成本的增长趋势更为剧烈[22]。经济代价和变流器控制带宽的关系如图 10，纵轴为经济代价，横轴为控制带宽。发现随着控制带宽不断增大，经济代价的增长幅度越大，当接近 RHP 零点约束的极限值时，经济代价大幅增加。

提升变流器的抗扰性能时，也存在经济代价方面的制约问题。例如，采用 GFM 控制时变流器在弱电网下抵御扰动和失稳的能力较强，但也会导致如下几个方面的问题：（1）变流器跟踪性能变慢，对风光等资源的利用率降低。例如，GFM 变流器输出的有功功率不能快速跟踪基于 MPPT 控制得到的指令值，在极弱电网下，有功功率调节时间甚至长达数秒，变流器的发电效率显著降低。（2）变流器需要较大的强过载能力，导致元件的制造和维护成本增加。例如，针对电压抗扰性能较强的 GFM 控制，由于缺乏对输出电流的控制，需要变流器具有一定的过流能力抵御瞬时电流过冲。（3）需要增加设备容量抵御能量缓冲，例如增加直流电容、加固风塔等。扰动下系统中的振荡能量可以表示为[23]

$$W = \int \left(\Delta P 2\pi \Delta f dt + \Delta Q d\left(\Delta \ln U \right) \right) \tag{26}$$

变流器响应速度降低，则扰动后恢复到稳态工作点的时间变长，系统中的振荡能量增加，这需要需要增加设备容量抵御冲击。

考虑经济代价和抗扰性能间满足

$$y_3 = h(x_2) \tag{27}$$

式中，y_3 为考虑抗扰性能时的经济代价，x_2 是抗扰性能指标，$h(x_2)$是经济代价关于抗扰性能的函数。

关于经济代价和抗扰性能的函数 $h(x)$，经济代价主要来源于风光等资源的利用率、元件过载能力和设备容量等。

经济代价关于抗扰性能指标的灵敏度满足

$$\frac{\Delta y_3}{\Delta x_2} = h'(x_2) \tag{28}$$

当 x_2 表示灵敏度函数峰值，当微增量 Δx_2 为负时，$h'(x_2)>0$，例如灵敏度函数峰值下降，抗扰性能提高，然而变流器的能量利用率下降，对其过流能力，抵御振荡能量缓冲的需求不断增长。结合控制带宽与灵敏度函数峰值的联系，经济代价和抗扰性能的关系如图 10，发现控制带宽越低，变流器

的抗扰性能越强，$h'(x_2)$越大，经济代价的增长幅度也越大，当控制带宽接近 RHP 极点约束的极限值时，经济代价大幅增加。

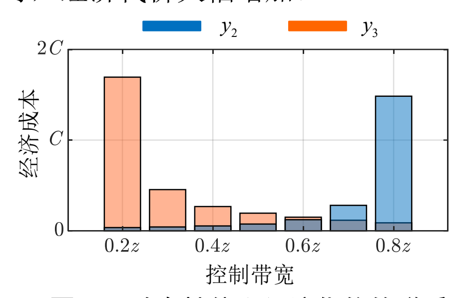


图 10 动态性能和经济代价的联系

Fig10 Relationship between dynamic performance and economic cost

结合上述分析，提升变流器的跟踪性能时，经济代价制约因素的来源是高精度的控制单元，而提升变流器的抗扰性能时，经济代价制约因素的来源是对风光等资源的利用率、元件过载能力和设备容量等。为了较好的经济效益，控制设计时需要在变流器的跟踪性能和抗扰性能间折衷。值得一提的是，上述制约关系的基础是基于线性分析的角度进行控制设计，但经济成本增加的原因除了满足小干扰动态特性指标外，还可能是为了避免其他时间尺度下变流器动态特性的恶化。例如，GFM 变流器具有较强抗扰性能的同时设备本身也会存在故障下过流能力有限的问题，进而增加经济成本。

4.3 跟踪性能-抗扰性能-经济代价的矛盾三角关系

综上所述，在跟踪性能和抗扰性能间的折衷是难以被避免的，在满足系统的快速响应需求或者抗扰性能时又不可避免的需要付出更多的经济代价。跟踪性能-抗扰性能-经济代价间的约束关系为

$$\begin{cases} y_1 = f(x_1) + f(x_2) \\ y_2 + y_3 \le C \\ y_4 = g'(x_1) + h'(x_2) \end{cases} \tag{29}$$

式中，C 为总的预算限制，y_4 表示投资性价比。

这可以类比于经济学中的不可能三角[24]，即经济社会和财政金融政策目标选择面临诸多困境，难以同时获得三个方面的目标。在金融政策方面，资本自由流动、固定汇率和货币政策独立性三者也不可能兼得。在变流器的动态性能设计中，也存在跟踪性能-抗扰性能-经济代价的不可能三角问题，三者的关系如图 11 所示。

例如，提升变流器的跟踪性能，则式(29)中的函数 $f(x_1)$增加，$f(x_2)$降低，因此变流器的抗扰性能降低。同时，$g'(x_1)>0$，y_2 增加，$h'(x_2)<0$，y_3 减小，因此总经济代价需要结合实际情况分析，当跟踪性能接近极限值，$g'(x_1)\approx\infty$，变流器成本会随着 $f(x_1)$的变大而迅速增加。提升变流器的抗扰性能方面也存在上述制约问题，可以根据实际需求综合考虑跟踪性能-抗扰性能-经济代价的制约关系，例如需要经济代价最低时，基于图 10 得到总经济代价和动态性能的关系，确定最小经济代价下变流器的跟踪性能和抗扰性能。此外，当增强系统短路比，系统 RHP 零点右移后对变流器动态性能的约束降低，则需要付出的经济代价也会下降。

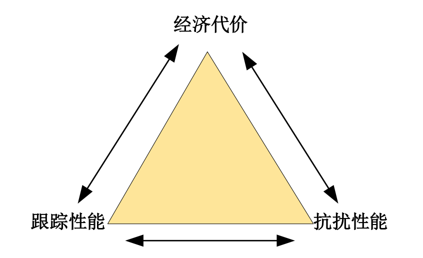


图 11 变流器动态性能设计中的不可能三角问题

Fig11 Impossible triangle in dynamic performance design of converters

4.4 GFM/GFL变流器的动态性能及制约关系探讨

GFL 变流器在强电网下的稳定性好，具有并网电能质量高和功率调节速度快的优势，能够通过最大功率点跟踪实现新能源利用率的最大化，经济性较好。从快速调节馈入电网的有功/无功功率的角度来说，需要 GFL 变流器对指令值具有快速的响应能力，而变流器良好的跟踪性能可以保证其有效跟随变化的参考信号。因此，为了保证并网变流器的稳定高效运行，除了满足稳定性这一基本要求外，GFL 变流器需要重点关注其跟踪性能指标。

然而，基于本文的分析，当变流器具有较高的跟踪性能时，其抗扰性能会降低，尤其是当大规模新能源通过变流器并网后，系统强度降低，需要部分变流器在系统受到扰动时能够提供电压幅值/频率支撑，如采用主动支撑能力强且弱电网下稳定性好的 GFM 变流器。从帮助系统在受到扰动后电压的幅值/频率维持在合理范围角度来说，需要 GFM 变流器具有较强的抵抗偏移和抵抗失稳的能力，而变流器良好的抗扰性能会有效减小扰动对其输出的影响。因此，GFM 变流器需要重点关注其抗扰性能指标。同样的，当变流器具有较高的抗扰性能时，其跟踪性能会降低，如 GFM 变流器功率响应速度慢，最大功率点跟踪性能差，此外还需要数倍的强过载能力和较大的设备容量，经济性也相对较差。

综上所述，GFL 变流器功率响应快，跟踪性能较好，但抗扰性能较差。GFM 变流器电网支撑能力强，抗扰性能较好，但跟踪性能和经济性相对较差。可见两者优势具有互补性，采用单一 GFM/GFL 控制模式的新能源并网变流器难以在提升弱电网稳

定性和电压支撑能力的前提下实现快速的功率调节以充分消纳新能源，即难以兼顾跟踪性能、抗扰性能和经济性。因此，本文讨论的变流器跟踪性能、抗扰性能和经济性的矛盾制约关系，实际上与目前GFM/GFL 变流器间存在的制约关系是一致的。

此外，为了提升低短路比弱电网条件下变流器的抗扰性能，同时又能满足系统的快速响应需求。可以考虑 GFM 和 GFL 协同运行来"扬长避短"，利用 GFM 满足系统的抗扰性能需求，而 GFL 能保证系统的快速响应（见 5.2 节算例）。限于篇幅原因，本文不再展开讨论，这将是未来需要开展的工作。

5　GFM/GFL 变流器动态性能验证

5.1 提升跟踪性能/抗扰性能的有效性验证

考虑如图 2 所示的 GFL 变流器，系统参数见附录 B。其中变流器功率环控制带宽为 0.6Hz (K_P=0.4，K_I=5)，锁相环控制带宽为 10Hz，内环控制带宽为 600Hz，t=1s 时在并网母线出施加 0.05pu 的电压扰动并在 0.02 后消除，变流器有功功率输出波形如图 12 所示，发现并网系统稳定运行。进一步，基于文中式（12）得到开环系统的 RHP 零点为 24，则闭环系统的控制带宽上限为 24/2π≈3.82Hz。

选择分割有功功率控制环与系统其余环节建立系统的等效模型并确定闭环控制带宽，如图 13 所示。系统闭环控制带宽为 ω_{B1}=0.7Hz＜3.82Hz，因此系统能够稳定运行。进一步，当外环控制带宽提升至 6Hz (K_P=2，K_I=40)，由图 12 可知并网系统难以稳定运行，利用灵敏度函数计算得到此时系统的闭环控制带宽为 ω_{B2}=7Hz＞3.82Hz，由于超过了零点约束的上限，系统因变流器控制带宽设计不当而失稳。而当采用交流电压外环，设置控制带宽为 6Hz(K_P=2，K_I=40)，基于文中式（11）计算得到开环系统的 RHP 零点为 798，则闭环系统的控制带宽上限为 798/2π≈127Hz＞7Hz，因此系统能够稳定运行。

综上，当变流器的控制带宽设计不合理导致系统的闭环控制带宽超过了 RHP 零点的约束，则会导致闭环系统的不稳定，此时可以采取降低控制带宽或者更改控制器结构的方式提升稳定性。

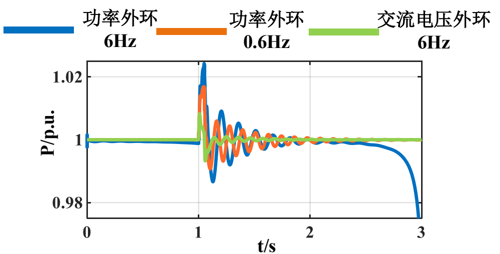


图 12 不同外环控制带宽和结构下的动态性能

Fig 12 The dynamic performance of different outer-loop control bandwidths and structures

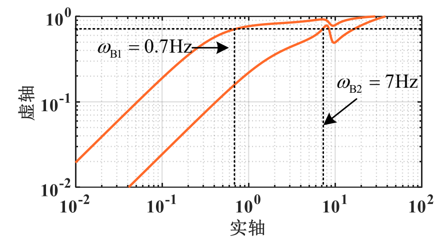


图 13 P_{ref}-I_d 闭环控制系统带宽

Fig 13 Closed-loop control system bandwidth of P_{ref}-I_d

进一步，当外环控制采用图 8 所示的虚拟电感控制结构，与采用功率外环控制的变流器相比（参数见附录 B），系统的开环零点由 583 变化为 1040，在 t=1s 时将线路电感由 0.4 变化为 0.5，变流器输出的有功/无功波形如图 14 所示，发现采用虚拟电感控制后变流器输出功率的收敛速度更快，变流器的抗扰性能更好。

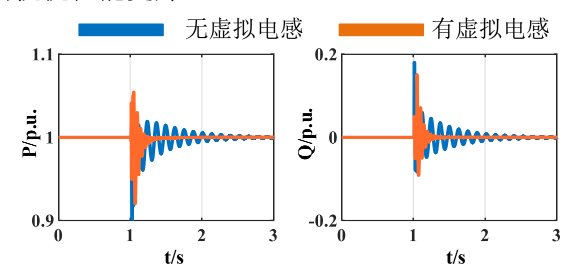


图 14 变流器的输出功率波形

Fig 14 The output power waveform of the converter

5.2 跟踪性能/抗扰性能相互制约关系验证

考虑某新能源电场的电磁暂态仿真，系统拓扑如图 15 所示，该系统共包括 4 个区域共 27 个风力发电机组、2 个常规储能系统和 1 个构网型储能系统，其中风力发电机组或储能系统的下标数字代表其内部采用变流器编号；图中节点 1~54 表示装备接入节点，其中节点 54 为构网型变流器接入节点，节点 14、15、28、29 为常规储能变流器接入节点，其余节点为新能源变流器接入节点；节点 55~92 表示中间节点；节点 93 为场站外电网等值节点。

首先，t=1s 时在无穷大母线施加 0.2pu 的扰动并在 0.02 后消除，变流器输出功率波形如图 16（a），GFM 变流器接入母线处输出功率的波动幅值为 0.01pu，而 GFL 变流器为 0.04pu，说明 GFM 变流器在扰动下抵抗偏移的能力更强，抗扰性能更好。进一步，t=1s 时将 7 节点的 GFL 变流器输出功率由 1.0pu 调节至 0.5pu，GFL 母线处输出功率变化到指令值需要 0.02s，稳定到新运行点需要 0.2s, 变流器的响应速度较快，跟踪性能较好，但抗扰性能较差，如图 16（b）。在 t=1s 时将 54 节点的 GFM 变流器输出功率由 1.0pu 调节至 0.5pu，发现 GFM 母线处输出功率变化到新的运行点需要 0.4s，变流器的响应速度较慢，但抗扰性能更强，如图 16（c）。

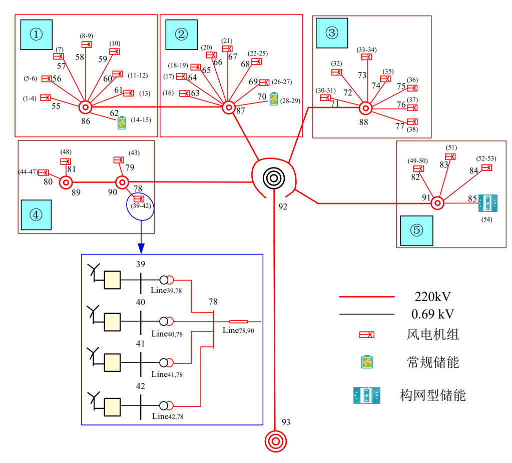
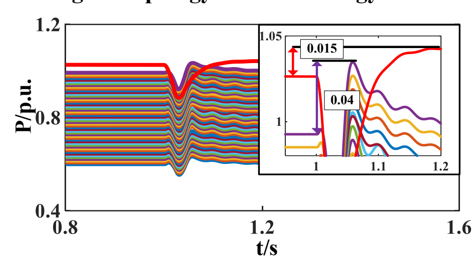
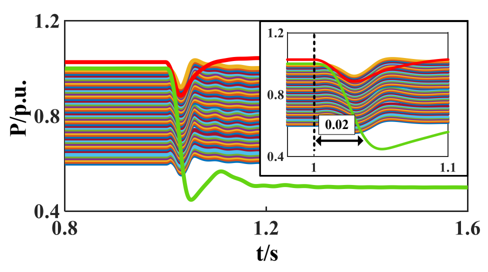


图 15 某新能源场站拓扑

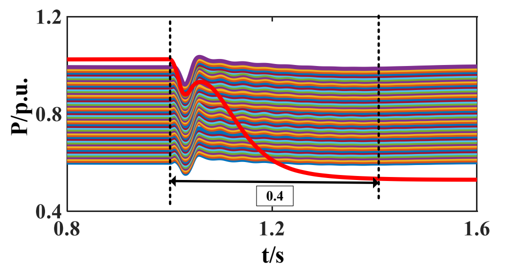
Fig 15 Topology of a new energy station



（a）扰动下变流器端口输出功率波形



（b）GFL 运行点变化时变流器端口输出功率波形



（c）GFM 运行点变化时变流器端口输出功率波形

图 16 变流器端口输出功率波形

Fig16 Converter output power waveform

5.3 跟踪性能-抗扰性能-经济代价制约关系验证

当闭环系统的控制带宽 x 接近上限时，假设跟踪性能的提升导致经济代价的指数增长，则经济代价和变流器的跟踪性能间满足

$$g(x)=a_1 e^{\frac{|z|}{|z|-x}} \tag{30}$$

式中，a_1 为跟踪性能成本系数，$x<|z|$。

当闭环系统的控制带宽 x 接近下限时，假设抗扰性能的提升导致经济代价的指数增长，而控制带宽与能量利用率间满足一次关系，则经济代价和变流器的抗扰性能间满足

$$h(x)=a_2 e^{\frac{|z|}{x-|p|}}+a_3\left(1-\frac{x-|p|}{|z|}\right) \tag{31}$$

式中，a_2, a_3 为抗扰性能成本系数，$x>|p|$。

需要说明的是，本节主要探讨追求变流器极致的跟踪/抗扰性能导致的经济代价问题，构造式(30)-(31)旨在帮助读者更好的理解，实际上跟踪/抗扰性能与经济成本间并非简单的一次或指数关系，甚至不一定为连续函数，而是需要通过具体系统模型和实际测试来确定，限于篇幅原因本文不再展开。

以附录 B 中的参数为例，计算开环系统的 RHP 零点 z=1000，RHP 极点 p=10，令系数 $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=C$，代入(30)-(31)计算得到系统的总成本，系统动态性能与总经济代价的关系如图 17 所示，进而确定最小经济代价下变流器的跟踪性能和抗扰性能。

综上所述，变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价间存在相互制约的矛盾三角关系，表 1 总结了变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价的定义描述、量化指标、限制因素和提升措施。

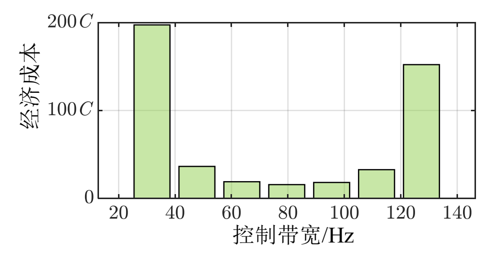


图 17 动态性能和总经济代价

Fig17 Dynamic performance and total economic cost

表 1 变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价的制约关系

Tab. 1 The relation between tracking performance, anti-interference performance and economic cost of converter

	跟踪性能	抗扰性能	经济代价
定义描述	变流器快速响应控制指令值并保持输出功率等电气量平稳的能力	电网故障等扰动作用下，变流器端口电压或频率抵抗偏移和抵抗失稳的能力	闭环系统满足一定动态性能指标下变流器需要付出的经济成本
量化指标	控制带宽	灵敏度函数峰值	经济成本函数
限制因素	（1）高精度采样元件和滤波装置 （2）RHP 零点	（1）元件过载能力、资源利用率和设备容量极限 （2）MPPT 控制带宽要求	（1）预算 （2）投资性价比
提升措施	（1）优化外环控制结构 （2）采用有差控制	（1）降低控制带宽 （2）采用 GFM 控制	（1）增强电网提升短路比 （2）GFL 和 GFM 协调运行

6 结论

（1）变流器的跟踪性能反映了其快速响应控制指令值并保持输出功率等电气量平稳的能力。变流器的抗扰性能反映了电网故障等扰动作用下，变流器端口电压或频率抵抗偏移和抵抗失稳的能力。

（2）变流器的跟踪性能极限由受控对象的RHP零点制约，与变流器运行点的参数和控制结构相关。变流器的抗扰性能极限由MPPT所需的最低控制带宽制约，与风速和转子等机械环节相关。

（3）追求跟踪或抗扰性能均需要付出一定的代价。从经济成本角度，提升跟踪性能的成本主要源于控制单元精度，而提升抗扰性能的成本则主要来自风光资源利用率、元件过载能力和设备容量。

（4）变流器跟踪性能-抗扰性能-经济代价间存在相互制约的矛盾三角关系，和GFM/GFL变流器间存在的制约关系具有一致性。单一GFM/GFL控制模式的新能源并网变流器难以兼顾跟踪性能、抗扰性能和经济性，因此发掘多个GFM/GFL变流器的协调机制，是实现新型电力系统高效和稳定运行的最优经济性方案。

大扰动下的跟踪性能-抗扰性能-经济代价的制约关系是未来需要进一步深入的研究课题。类似地，上述制约关系在多馈入系统中也存在，这是未来需要开展的另一项研究工作。

参考文献

[1] 张智刚,康重庆.碳中和目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J].中国电机工程学报,2022,42(08):2806-2819.
ZHANG Zhigang, KANG Chongqing. Challenges and prospects for constructing the new-type power system towards a carbon neutrality future[J]. Proceedings of the CSEE,2022,42(8): 2806-2818(in Chinese).

[2] 康重庆,姚良忠.高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架[J].电力系统自动化,2017,41(09):2-11.
KANG Chongqing, YAO Liangzhong. Key scientific issues and theoretical research framework for power systems with high proportion of renewable energy[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(9), 1-11 (in Chinese).

[3] X. Wang, M. G. Taul, H. Wu, Y. Liao, F. Blaabjerg and L. Harnefors, "Grid-Synchronization Stability of Converter-Based Resources—An Overview," in IEEE Open Journal of Industry Applications, vol. 1, pp. 115-134, 2020.

[4] 张兴，李明，郭梓暄，等．新能源并网逆变器控制策略研究综述与展望[J]．全球能源互联网, 2021, 4(5): 506-515．
ZHANG Xing, LI Ming, GUO Zixuan, et al. Review and perspectives on control strategies for renewable energy grid-connected inverters[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2021, 4(5): 506-515(in Chinese)．

[5] 辛焕海，王宇轩，刘晨曦等. 提高新能源场站稳定性的构网型与跟网型变流器容量配比估算[J].中国电机工程学报,2024.
XIN Huanhai, WANG Yuxuan, LIU Chenxi, et al. Estimation of Capacity Ratios Between Grid-forming and Grid-following Converters for Improving the Stability of Renewable Energy Stations. [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024. (in Chinese).

[6] 蒋慰孙，叶银忠．多变量控制系统分析与设计[M]．北京：中国石化出版社，1997．
JIANG Weisun，YE Yinzhong．Analysis and design of multivariable control system[M]．Beijing：China Petrochemical Press，1997 (in Chinese)

[7] 周瑀涵,辛焕海,鞠平.基于广义短路比的多馈入系统强度量化原理与方法：回顾、探讨与展望[J].中国电机工程学报,2023,43(10):3794-3811.
ZHOU Yuhan, XIN Huanhai*, JU Ping. System Strength Quantification Principle and Method of Multi-infeed Systems Based on Generalized Short-circuit Ratio: Reviews, Discussions and Outlooks[J]. Proceedings of the CSEE, 2023,43(10):3794-3811. (in Chinese).

[8] 闫培雷,葛兴来,王惠民,等.弱电网下新能源并网逆变器锁相环参数优化设计方法[J].电网技术,2022,46(06):2210-2221.
YAN Peilei, GE Xinglai, WANG Huimin, et al. PLL parameter optimization design for renewable energy grid-connected inverters in weak grid[J]. Power System Technology, 2022, 46(6): 2210-2221(in Chinese)．

[9] ZHANG X G, XIA D N, FU Z C, et al. An improved feedforward control method considering PLL dynamics to improve weak grid stability of grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5143-5151.

[10] L. Zhang, Model. and Control VSC-HVDC Links Connected to Weak AC Systems. PhD thesis, KTH, Stockholm, Sweden, 2010.

[11] L. Fan and Z. Miao, "An Explanation of Oscillations Due to Wind Power Plants Weak Grid Interconnection," in IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 9, no. 1, pp. 488-490, Jan. 2018.

[12] G. Wu et al., "Impact of Non-Minimum-Phase Zeros on the Weak-Grid-Tied VSC," in IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 12, no. 2, pp. 1115-1126, April 2021.

[13] 宫泽旭,艾力西尔·亚尔买买提,辛焕海等.新能源电力系统并网设备小扰动稳定分析(一)：机理模型与稳定判据适用性[J].中国电机工程学报,2022,42(12):4405-4419.
GONG Zexu, YAERMAIMAITI Ailixier, XIN Huanhai, et al. Small signal stability analysis of equipment in renewable energy power system(part I): mechanism model and adaptation of stability criterion[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(12): 4405-4418(in Chinese).

[14] L. Huang, H. Xin and F. Dörfler, "H∞-Control of Grid-Connected Converters: Design, Objectives and Decentralized Stability Certificates," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 11, no. 5, pp. 3805-3816, Sept. 2020.

[15] 曾祥辰,刘青,王嘉晨,等.弱电网下并网逆变器恒定带宽及稳定裕度的自适应控制策略[J].电工技术学报,2024,39(09):2682-2695.
ZENG Xiangchen, LIU Qing, WANG Jiachen, et al. Adaptive Control Strategy of Grid-Connected Inverters with Constant Bandwidth and Stability Margin in Weak Grids[J]. Trans. of China Electrotechnical Society, 2024,39 (09):2682-2695. (in Chinese).

[16] 詹长江,吴恒,王雄飞,等.构网型变流器稳定性研究综述[J].中国电机工程学报,2023,43(06):2339-2359.
ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358 (in Chinese).

[17] 郭梓暄,张兴,李明,等.弱电网下电压控制型逆变器的自适应快速功率控制策略[J].电源学报,2023,21(04):56-66.
GUO Zixuan, ZHANG Xing, LI Ming et.al. Adaptive Rapid Power Control Strategy for Voltage-controlled Inverter under Weak Grid Conditions[J].Journal of Power Supply,2023,21(04):56-66(in Chinese).

[18] 张兴,战祥对,吴孟泽,等.高渗透率新能源发电变流器跟网/构网混合模式控制综述[J/OL].电力系统自动化,1-15[2024-08-12].
ZHANG Xing, ZHAN Xiangdui, WU Mengze, et.al. Review on Grid-following/Grid-forming Hybrid Mode Control for Grid-connected Converter in High-penetration Renewable Energy Generation[J]. Automation of Electric Power Systems, 1-15[2024-08-12] (in Chinese).

[19] H. Liu, X. Xie, C. Zhang, Y. Li, H. Liu and Y. Hu, "Quantitative SSR Analysis of Series-Compensated DFIG-Based Wind Farms Using Aggregated RLC Circuit Model," in IEEE Transactions on Power Systems, vol. 32, no. 1, pp. 474-483, Jan. 2017.

[20] M. Schweizer, S. Almér, S. Pettersson, A. Merkert, V. Bergemann and L. Harnefors, "Grid-Forming Vector Current Control," in

IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 11, pp. 13091-13106, Nov. 2022.

[21] 陈家伟,陈杰,龚春英.变速风力发电机组恒带宽最大功率跟踪控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(27):32-38+179.
Chen Jiawei, Chen Jie, Gong Chunying．A constant-bandwidth MPPT strategy for variable-speed WECS[J]．Proceedings of the CSEE，2012，32(27): 32-38(in Chinese)．

[22] 傅若玮.基于凸优化的分层控制系统性能评估[D].浙江大学,2012.
FU Ruowei. Convex Optimization Based Performance Assessment of Hierarchical Control Systems[D].Zhejiang university,2012.

[23] 陈磊,闵勇,胡伟.基于振荡能量的低频振荡分析与振荡源定位(一)理论基础与能量流计算[J].电力系统自动化,2012,36(03):22-27+86.
CHEN Lei, MIN Yong, HU Wei. Low frequency oscillation analysis and oscillation source location based on oscillation energy part one mathematical foundation and energy flow computation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(3): 22-27, 86(in Chinese).

[24] 沈国兵,史晋川.汇率制度的选择:不可能三角及其扩展[J].世界经济,2002(10):3-9+80.
SHEN Guobing, SHI Jinchuan. The Choice of Exchange Rate Regime: The Impossible Triangle and its Extension[J]. The Journal of World Economy, 2002(10):3-9+80.

附录 A　GFM/GFL 变流器的 RHP 零点等价性验证

考虑图 1 所示的变流器并网系统，GFL 受控矩阵 $\mathbf{J}_{PQ}(s)$如式(2)所示,当无功外环均考虑功率控制时，和 GFM 受控矩阵 $\mathbf{J}_{MPQ}(s)$满足以下关系

$$\mathbf{J}_{PQ}(s)=\frac{1}{V_0}\mathbf{J}_{MPQ}(s)\begin{bmatrix}0&1\\1&0\end{bmatrix}Y_{net_dq}{}^{-1} \tag{A1}$$

式中， V_0 为变流器输出端口的电压幅值，Y_{net_dq} 为交流电网和滤波电感在 dq 控制坐标系下的导纳模型,具体为

$$Y_{net_dq}=\begin{bmatrix}\frac{s}{kL} & \frac{\omega\left(1+G_{PLL}(s)U_0\right)}{kL}+G_{PLL}(s)I_{q0}\\ -\frac{\omega}{kL} & \frac{s\left(1+G_{PLL}(s)U_0\right)}{kL}-G_{PLL}(s)I_{d0}\end{bmatrix} \tag{A2}$$

式中，$k=s^2+\omega_0{}^2$；$G_{PLL}(s)=\left(k_P+k_I/s\right)/s$ 为锁相环的开环传递函数；$L=L_g+L_f$。

PU 外环下受控矩阵 $\mathbf{J}_{PU}(s)$如(4)所示，当无功外环均考虑交流电压控制时，和 GFL 受控矩阵 $\mathbf{J}_{LPU}(s)$满足以下关系

$$\mathbf{J}_{LPU}(s)=\frac{1}{V_0}\mathbf{J}_{PU}(s)\begin{bmatrix}0&1\\1&0\end{bmatrix}Y_{net_dq}{}^{-1} \tag{A3}$$

式（A2）或式(A4)中雅可比矩阵的零点满足

$$\det\left(V_0\left(s^2+w^2\right)LJ_{det}\right)=0 \tag{A4}$$

式中，J_{det} 为对 $\mathbf{J}_{PU}(s)$或者 $\mathbf{J}_{PQ}(s)$进行行列式运算。

发现 GFM 和 GFL 并网系统中的 RHP 零点完全等价,仅与外环控制方式相关。

附录 B　变流器并网系统的参数

表 B1 变流器并网参数

Tab. B1 Parameters of grid-connected converter

参数	数值
系统容量基值 S_b	1500kVA
交流电压基值 U_b	690V
直流电压基值 U_{bdc}	1100V
直流电容 C_{dc}	0.038pu
滤波电感电容 L_f, C_f	0.05,0.05pu
直流电压环 PI	0.6,6
有功/无功外环	0.4,5
电流环 PI	0.6,12
锁相环 PI	12,3600
电压前馈 T_{FF}	0.002
线路电感 L_{grid}	0.4pu

表 B2 输电线路参数

Table B2 Transmission line parameters

线路参数	数值	线路参数	数值
L_{15}	0.45	L_{25}	0.15
L_{39}	0.30	L_{49}	0.61
L_{56}	0.15	L_{67}	0.11
L_{78}	0.06	L_{89}	0.08
L_{710}	0.05		

表 B3 变流器外环控制器参数

Tab. B3 Parameters of converter outer-loop controller

外环控制类型	控制参数
功率外环 PQ_1	K_P=2 rad/s, K_I=30 rad/s
功率外环 PQ_2	K_P=0.4rad/s, K_I=5rad/s
交流电压外环 AC_1	K_P=2rad/s, K_I=30 rad/s

作者简介：


艾力西尔・亚尔买买提

艾力西尔·亚尔买买提(1996)，男，博士研究生，研究方向为新能源电力系统稳定分析和控制，alxr@zju.edu.cn；

*通信作者：辛焕海(1981)，男，教授，博士生导师，主要研究方向为新能源电力系统稳定分析与控制，xinhh@zju.edu.cn。